

PCT/JP03/12751

BEST AVAILABLE COPY

日本国特許庁
JAPAN PATENT OFFICE

06.10.03

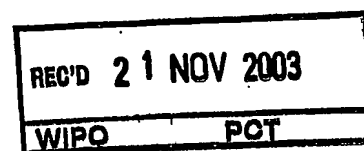
別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出願年月日
Date of Application: 2003年10月 1日

出願番号
Application Number: 特願2003-343412
[ST. 10/C]: [JP2003-343412]

出願人
Applicant(s): 松下電器産業株式会社

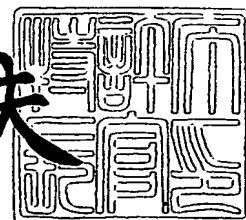


PRIORITY DOCUMENT
SUBMITTED OR TRANSMITTED IN
COMPLIANCE WITH
RULE 17.1(a) OR (b)

2003年11月 7日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

今井康夫



【書類名】 特許願
【整理番号】 2931050097
【提出日】 平成15年10月 1日
【あて先】 特許庁長官殿
【国際特許分類】 H04B 1/10
【発明者】
 【住所又は居所】 大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地 松下電器産業株式会社内
 【氏名】 國枝 賢徳
【発明者】
 【住所又は居所】 大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地 松下電器産業株式会社内
 【氏名】 四方 英邦
【発明者】
 【住所又は居所】 大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地 松下電器産業株式会社内
 【氏名】 河合 慶士
【発明者】
 【住所又は居所】 大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地 松下電器産業株式会社内
 【氏名】 林 健一郎
【発明者】
 【住所又は居所】 大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地 松下電器産業株式会社内
 【氏名】 鈴木 一章
【特許出願人】
 【識別番号】 000005821
 【氏名又は名称】 松下電器産業株式会社
【代理人】
 【識別番号】 100105050
 【弁理士】
 【氏名又は名称】 鷺田 公一
【先の出願に基づく優先権主張】
 【出願番号】 特願2002-299523
 【出願日】 平成14年10月11日
【国等の委託研究の成果に係る記載事項】 平成14年度通信・放送機構「地上デジタル放送網の高度化技術の研究開発」委託研究、産業活力再生特別措置法第30条の適用を受ける特許出願
【手数料の表示】
 【予納台帳番号】 041243
 【納付金額】 21,000円
【提出物件の目録】
 【物件名】 特許請求の範囲 1
 【物件名】 明細書 1
 【物件名】 図面 1
 【物件名】 要約書 1
 【包括委任状番号】 9700376

【書類名】 特許請求の範囲**【請求項 1】**

等間隔で参照キャリアを持つマルチキャリア信号を送受信同一の周波数で中継する際に、送受信アンテナ間の回り込みをキャンセルする回り込みキャンセラであって、

係数が設定されたフィルタを用いて受信信号に含まれる回り込みをキャンセルするキャンセル手段と、

前記回り込みをキャンセルした後の信号の伝送路特性を推定する伝送路特性推定手段と、

前記伝送路推定手段の推定結果に基づいてキャンセル残差を算出する残差特性算出手段と、

前記残差特性算出手段の出力に対し、0 データを挿入する 0 挿入手段と、

前記 0 挿入手段の出力を時間領域の信号に変換する逆高速フーリエ変換手段と、

前記逆高速フーリエ変換手段の出力に対して、伝送路特性の繰り返し成分除去する範囲または前記フィルタの係数によって規定される範囲のいずれか小さい範囲を取り出す窓がけ手段と、

前記窓がけ手段の出力に基づいて、前記フィルタの係数を更新する更新手段と、
を具備することを特徴とする回り込みキャンセラ。

【請求項 2】

前記伝送路特性推定手段は、

時間領域の信号である前記キャンセル手段の出力を周波数領域の信号へと変換する高速フーリエ変換手段と、

前記高速フーリエ変換手段の出力から参照キャリアの配置と信号成分を示す情報を抽出する参照キャリア情報抽出手段と、

前記高速フーリエ変換手段の出力を、前記参照キャリア情報抽出手段の出力から得られる参照キャリアの配置に応じて参照キャリアのみを抽出する参照キャリア抽出手段と、

前記高速フーリエ変換手段の出力を、前記参照キャリア情報抽出手段の出力から得られる参照キャリアの配置と信号成分と比較することで参照キャリアの伝送路特性を算出する伝送路特性算出手段と、

を備えることを特徴とする請求項 1 記載の回り込みキャンセラ。

【請求項 3】

前記伝送路特性推定手段は、

前記伝送路特性算出手段の出力を 1 組のみ使用して伝送路特性を推定することを特徴とする請求項 2 記載の回り込みキャンセラ。

【請求項 4】

前記伝送路特性推定手段は、

前記伝送路特性算出手段の出力の組を複数蓄積し、蓄積された出力の組のうち参照キャリアの配置が異なるものを前記参照キャリア抽出手段の出力から得られる参照キャリアの配置に応じて合成する参照キャリア合成手段、をさらに備え、

前記参照キャリア合成手段は、参照キャリアが等間隔に配置される 2 組の出力の組のみを合成し、

前記参照キャリア合成手段の出力を使用して伝送路特性を推定することを特徴とする請求項 2 記載の回り込みキャンセラ。

【請求項 5】

前記伝送路特性推定手段は、

前記伝送路特性算出手段の出力の組を複数蓄積し、蓄積された出力の組のうち参照キャリアの配置が異なるものを前記参照キャリア抽出手段の出力から得られる参照キャリアの配置に応じて合成する参照キャリア合成手段、をさらに備え、

前記参照キャリア合成手段は、参照キャリアが等間隔に配置される 4 組の出力の組のみを合成し、

前記参照キャリア合成手段の出力を使用して伝送路特性を推定することを特徴とする請

求項 2 記載の回り込みキャンセラ。

【請求項 6】

前記伝送路特性推定手段の出力である伝送路特性の推定の際に位相回転補償処理を必要としない特定の参照キャリアの組を用いることを特徴とする請求項 1 記載の回り込みキャンセラ。

【請求項 7】

前記窓がけ手段の出力に対して、前記伝送路特性の推定に使用されたキャリアの配置に応じた位相回転補償を行う位相回転補償手段、をさらに具備し、

前記更新手段は、前記位相回転補償手段の出力から、前記フィルタの係数を生成することを特徴とする請求項 1 記載の回り込みキャンセラ。

【請求項 8】

前記参照キャリア合成手段は、

起動時や再起動時、または前記フィルタの係数の状態に応じて、合成する前記伝送路特性算出手段の出力の組の数を変更することを特徴とする請求項 4 または請求項 5 のいずれかに記載の回り込みキャンセラ。

【請求項 9】

請求項 1 から請求項 8 のいずれかに記載の回り込みキャンセラを具備することを特徴とする中継システム。

【請求項 10】

等間隔で参照キャリアを持つマルチキャリア信号を送受信同一の周波数で中継する際に、送受信アンテナ間の回り込みをキャンセルする回り込みキャンセル方法であって、

係数が設定されたフィルタを用いて受信信号に含まれる回り込みをキャンセルするキャンセル工程と、

前記回り込みをキャンセルした後の信号の伝送路特性を推定する伝送路特性推定工程と、

前記伝送路推定工程の推定結果に基づいてキャンセル残差を算出する残差特性算出工程と、

前記残差特性算出工程の出力結果に対し、0 データを挿入する 0 挿入工程と、

前記 0 挿入工程の出力結果を時間領域の信号に変換する逆高速フーリエ変換工程と、

前記逆高速フーリエ変換工程の出力に対して、伝送路特性の繰り返し成分除去する範囲または前記フィルタの係数によって規定される範囲のいずれか小さい範囲を取り出す窓がけ工程と、

前記窓がけ工程の出力結果に基づいて、前記フィルタの係数を更新する更新工程と、

を具備することを特徴とする回り込みキャンセル方法。

【書類名】明細書

【発明の名称】回り込みキャンセラ、中継システム及び回り込みキャンセル方法

【技術分野】

【0 0 0 1】

本発明はOFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing: 直交周波数分割多重) 信号から推定した伝送路特性を用いて回り込みをキャンセルする回り込みキャンセラに係り、特に、処理データ点数の減少で回り込みキャンセラの適応動作を高速にすることにより、回り込み波や親局波の位相やレベルの時間変動に対する高い追従性を実現し、内部での処理をより高精度に行うことにより、高精度なキャンセル動作を行い、回路規模の減少により装置の小型を実現する回り込みキャンセラ、中継システム及び回り込みキャンセル方法に関する。

【背景技術】

【0 0 0 2】

近年、例えば地上デジタル放送において放送波中継SFN (Single Frequency Network: 単一周波数ネットワーク) を行う場合に、OFDM伝送方式を用いることが検討されている。OFDM伝送方式は、伝送するデジタルデータによって互いに直交する多数のキャリアを変調し、それらの変調波を多重して伝送する方式である。OFDM伝送方式においては、使用するキャリアの数を数百から数千と多くするとシンボル時間が極めて長くなることに加え、有効シンボル期間後部の信号の複製をガード期間信号として有効シンボル期間の前に付加することにより、遅延波の影響を受けにくいという特徴を有している。

【0 0 0 3】

そしてこの特徴により、単一周波数による放送ネットワーク、すなわちSFNを構築できる可能性があることから、上述したように、OFDM伝送方式は地上デジタル放送の伝送方式として注目されている。

【0 0 0 4】

SFNの実現方法としては、光ファイバーやマイクロ波等の放送波とは別の回線を用いて、各々の中継放送所まで信号を伝送し、同一周波数で送信する方法が技術的に容易である。しかし、光ファイバーを用いる方法では回線コストが課題となり、マイクロ波を用いる方法では新たな周波数資源の確保が必要となる。

【0 0 0 5】

そこで、コスト的に有利で、かつ、新たな周波数資源を必要としない放送波中継によるSFNの実現が望まれている。

【0 0 0 6】

しかしながら、放送波中継SFNの実現にあたっては、送信アンテナから発射される電波が受信アンテナに回り込む現象のため、中継信号品質の劣化や増幅器の発振等の問題を引き起こすことが懸念されている。

【0 0 0 7】

放送波中継SFNの回り込み対策としては、

(1) 送受信アンテナを分離して配置し、山岳や建物等による遮蔽を利用して回り込みを低減する、

(2) 送受信アンテナの指向特性を改善することにより回り込みを低減する、

(3) 信号処理技術によって回り込みのキャンセルを行う、
等が考えられる。しかし、山岳や建物の状況は様々であり、また、アンテナの指向特性改善による対策だけでは十分な回り込みの抑制が期待できないことから、(1) (2) に加えて、(3) の信号処理技術を用いた回り込みキャンセラを併用することが効果的である。

【0 0 0 8】

従来、このような信号処理技術としては、受信したOFDM信号から回り込み伝送路の周波数特性を推定し、推定した回り込み伝送路の周波数特性データをIFFT (Inverse Fast Fourier Transform: 逆高速フーリエ変換) して時間軸のインパルス応答データに変

換し、そのインパルス応答データをフィルタ係数としてトランスバーサルフィルタに設定することで回り込みの複製信号を作成し、この複製信号を受信した信号から減算することで回り込みをキャンセルする手法が考案されている（例えば、特許文献1参照）。またその高速演算処理技術として、伝送路特性推定部に間引き処理回路を備えているものもある（例えば、特許文献2参照。）以下に、図面を用いて回り込みキャンセラにおける信号処理技術の例を説明する。

【0009】

図7は、パイロット信号配置例を示す模式図であり、欧州の地上デジタル放送方式であるDVB-T (Digital Video Broadcasting - Terrestrial) 方式や、日本の地上デジタル放送方式であるISDB-T (Integrated Services Digital Broadcasting - Terrestrial) 方式などで採用されているパイロット信号配置を示している。

【0010】

図7中の白丸はデータキャリアであり、黒丸は分散的に配置されたパイロットキャリア (SP: Scattered Pilot) である。

【0011】

また図7において、横軸（周波数軸）の k はキャリア番号を表し、縦軸（時間軸）の n はシンボル番号を表す。このときSP信号は、次の(式1)を満たすキャリア番号 $k=k_p$ のキャリアを用いて伝送される。（ただし、式中の mod は剰余演算を表し、 p は非負整数である。）

$$k_p = 3(n \bmod 4) + 12p \quad \dots \text{(式1)}$$

この(式1)から、SPの配置はシンボル番号 n の4による剰余で決定されることが分かる。

【0012】

また、SP信号は擬似ランダム符号系列に基づいて変調されており、その振幅及び位相は、配置されるキャリア番号 k のみによって決定され、シンボル番号 n には依存しない。振幅及び位相の決定方法については説明に重要ではないので省略するが、SPの配置と同様、シンボル番号 n の4による剰余で決定されている。

【0013】

さらにキャリアの右端にはシンボル番号によらずパイロット信号が配置されている。このパイロット信号もまた、擬似ランダム符号系列に基づいて変調されており、その振幅及び位相は、シンボル番号 n の4による剰余によって決定されている。シンボル番号 n の4による剰余が0の場合は、このパイロット信号も(式1)に従うため、これ以降はこのパイロット信号も含めてパイロットキャリアまたはSPと呼ぶことにする。

【0014】

図8は、回り込みキャンセラ3の構成例を示すブロック図である。

【0015】

フィルタ係数生成部33の内部において、伝送路特性推定部331は、減算器31の出力 $s(t)$ から伝送路特性 $F(\omega)$ を推定するもので、その出力は残差特性算出回路3309の入力に供給される。

【0016】

伝送路特性推定部331の内部において、FFT (First Fourier Transform: 高速フーリエ変換) 回路3301は、減算器31の出力 $s(t)$ から有効シンボル期間長分の信号を切り出し、FFTすることにより、時間領域の信号である $s(t)$ を周波数領域の信号に変換するもので、その出力 $s(\omega)$ はシンボル番号抽出回路3302の入力およびSP抽出回路3303の第一の入力に供給される。

【0017】

シンボル番号抽出回路3302は、入力 $s(\omega)$ に含まれるTMCC (Transmission Multiplexing Configuration Control) などのシンボルに関する情報からSPの配置を規定するシンボル番号を抽出する。一度抽出した後は、シンボル番号を加算することで抽出処理を代替することもできる。SPの配置、振幅及び位相を規定するのに最小限必要な情報で

あるシンボル番号の4の剰余を出力し、その出力はSP抽出回路3303、伝送路特性算出回路3304、SP合成回路3305のそれぞれの第二の入力に供給される。以降、シンボル番号を直接使用することはないため、シンボル番号の4の剰余を改めてシンボル番号と呼ぶ。

【0018】

SP抽出回路3303は、シンボル番号抽出回路3302の指定に従いFFT回路3301の出力 $s(\omega)$ からSP信号のみの信号 $Sp(\omega)$ を抽出し、その出力 $Sp(\omega)$ は伝送路特性算出回路の第一の入力に供給される。

【0019】

伝送路特性算出回路3304は、シンボル番号抽出回路3302の指定に従って振幅と位相が既知である規定のSP信号 $Xp(\omega)$ を内部発生し、SP抽出回路3303の出力であるSP信号 $Sp(\omega)$ を除することにより、SPに対する伝送路特性 $Fp(\omega)$ を求めるもので、その出力はSP合成回路3305の第一の入力に供給される。

【0020】

SP合成回路3305は、SPに対する伝送路特性 $Fp(\omega)$ を4シンボル分蓄積し、シンボル番号抽出回路3302の指定に従って4シンボルに分配されたSPを元のキャリアの配置に合成し、改めて合成したSPに対する伝送路特性 $Fp'(\omega)$ を出力する。すなわち、シンボル番号が0の $Fp(\omega)$ の左端、シンボル番号が1の $Fp(\omega)$ の左端、シンボル番号が2の $Fp(\omega)$ の左端、シンボル番号が3の $Fp(\omega)$ の左端、シンボル番号が0の $Fp(\omega)$ の左端から2番目、…という順序で並べなおす。出力である合成したSPに対する伝送路特性 $Fp'(\omega)$ は補間回路3306に供給される。

【0021】

補間回路3306は、合成したSPに対してのみ分散的に求められた伝送路特性 $Fp'(\omega)$ を補間し、信号帯域全体に対する伝送路特性を推定する。

【0022】

すなわち、補間回路3306は算出済みのSPに対する伝送路特性を用いて、SPの間から削除されたデータキャリアの位置の伝送路特性を補間し、信号帯域全体に対する伝送路特性を求める。補間にはさまざまな方法が考えられるが、例えばキャリア方向に低域通過フィルタを施す方法が考えられる。この方法においては、低域通過フィルタのインパルスレスポンスに従い、畳み込み演算を行うことで補間を実現できる。ただし精度や安定度の面からインパルスレスポンスは有限長に設定せざるを得ない。補間回路3306は、得られた信号帯域全体に対する伝送路特性を出力とし、その出力は間引き回路3308に供給される。

【0023】

間引き回路3308は、後段の回路での処理時間を短縮するため、データを間引いてデータ点数を減らす。間引きはIFFT回路3310による時間軸への変換で位相関係がずれることのないように、IFFT処理の中心周波数となるキャリアデータの位置がずれることのないように処理を行う。IFFT処理の制約によりデータ数は2のべき個おきに間引く。間引きの間隔が大きいほどデータ点数が減るが、特許文献2で述べられているように実用上の限界があり、2個または4個程度に限定される。また間引かない場合は間引き回路を省略することもできる。間引いた後のデータ $F(\omega)$ を伝送路特性推定部331の出力とし、その出力は残差特性算出回路3309に供給される。

【0024】

図9は伝送路特性推定部331の内部動作を模式的に表現したものである。動作については説明済みなので、図は参考とし説明を省略する。

【0025】

残差特性算出回路3309は、伝送路特性推定部331の出力 $F(\omega)$ からキャンセル残差 $E(\omega)$ を算出するもので、その出力はIFFT回路3310に供給される。

【0026】

IFFT回路3310は、残差特性算出回路3309の出力 $E(\omega)$ をIFFTすることに

より、周波数領域での残差 $E(\omega)$ を時間領域での残差 $e(t)$ に変換するもので、その出力は係数更新回路3311に供給される。

【0027】

係数更新回路3311は、IFFT回路3310の出力 $e(t)$ から、所定の係数更新式に基づいてフィルタ係数 $w_{\text{new}}(t)$ を算出するもので、その出力はフィルタ係数生成部33の出力 $w_{\text{fir}}(t)$ としてFIRフィルタ32の第二の入力に供給される。

【0028】

次に、回り込みキャンセラ3が回り込みを打ち消す条件について説明する。

【0029】

まず、伝送路特性推定部331の出力 $F(\omega)$ は(式2)で表される。

【0030】

【数1】

$$F(\omega) = \frac{w_{\text{in}}(\omega)}{1 - \{w_{\text{in}}(\omega)w_{\text{out}}(\omega)w_{\text{loop}}(\omega) - w_{\text{fir}}(\omega)\}} \quad \dots (式2)$$

従って、減算器31によって回り込み信号が打ち消される条件は(式3)で表される。

【0031】

$$w_{\text{in}}(\omega)w_{\text{out}}(\omega)w_{\text{loop}}(\omega) = w_{\text{fir}}(\omega) \quad \dots (式3)$$

ここで、キャンセル残差 $E(\omega)$ を(式4)のように定義し、

$$E(\omega) = w_{\text{in}}(\omega)w_{\text{out}}(\omega)w_{\text{loop}}(\omega) - w_{\text{fir}}(\omega) \quad \dots (式4)$$

(式2)を変形すると(式5)が得られる。

【0032】

【数2】

$$E(\omega) = 1 - \frac{w_{\text{in}}(\omega)}{F(\omega)} \quad \dots (式5)$$

ここでモデルを簡略化し、受信部の周波数特性が信号帯域内において平坦であると仮定すると、その伝達関数 $w_{\text{in}}(\omega)$ は定数 D となり、残差特性算出回路3309内部において、(式6)に基づいて算出される。

【0033】

【数3】

$$D = \sum_{\omega} F(\omega) \quad \dots (式6)$$

このとき、キャンセル残差 $E(\omega)$ は(式7)で表される。

【0034】

【数4】

$$E(\omega) = 1 - \frac{D}{F(\omega)} \quad \dots (式7)$$

さらに、係数更新回路3311での係数更新式を(式8)で定義する。

【0035】

$$w_{\text{new}}(t) = w_{\text{old}}(t) + \mu e(t) \quad \dots (式8)$$

ただし、(式8)中の $w_{\text{old}}(t)$ は更新前の係数、 μ は1以下の非負定数である。

【0036】

以上の構成によって、回り込みの伝達関数 $w_{\text{loop}}(\omega)w_{\text{out}}(\omega)$ とFIRフィルタ32の伝達関数 $w_{\text{fir}}(\omega)$ との差分であるキャンセル残差 $E(\omega)$ が、0に収束するようにフィードバック制御が動作し、回り込みキャンセラ3の出力 $s(t)$ には、主波成分のみが出力される。

【0037】

図10は、回り込みキャンセラ3の各部での処理データ数について注釈を加えたブロック図である。各部の接続及びその処理については、図8とまったく同じであり、動作につ

いての説明は省略する。データ数は前述したISDB-T方式のモード3伝送の場合の例である。

【0038】

FFT回路3301の入出力、シンボル番号抽出回路3302の入力、及びSP抽出回路3303の第一の入力においては、データ数が8192点となっている。SP抽出回路3303の出力、伝送路特性算出回路3304の第一の入力と出力、及びSP合成回路3305の第一の入力においては、データ点数が1シンボルに含まれるSPの点数である469点となっている。SP合成回路3305の出力及び補間回路3306の入力においては、データ点数が4シンボル分のSP（ただし右端のパイロットは共通）の点数である1873点となっている。補間回路3306の出力、及び間引き回路3308の入力においては、データ点数がキャリア配置を表現するためにFFT回路3301の入出力と同様の8192点となっている。間引き回路3308の出力、残差特性算出回路3309の入出力、及びIFFT回路3310の入出力においては、間引き処理によるデータの減らし方に応じて変化するが共通なデータ点数で、2048点または4096点または8192点が現実的である。

【特許文献1】特開平11-355160号公報

【特許文献2】特開2001-223663号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0039】

この回り込みキャンセラにおいては、回り込み波や親局波の位相やレベルの時間変動に対する高い追従性と高精度なキャンセル動作、そして装置の小型化が要求されている。

【0040】

しかしながら、上述の構成ではSPによる伝送路特性に対して補間により信号帯域全体の伝送路特性を推定した上で残差特性を算出するために、処理過程で扱うデータ点数が多くなり、高速処理を妨げており、また補間に用いる低域通過フィルタのインパルスレスポンスの不完全性（例えば有限長）により伝送路特性の推定精度が低下しており、さらに低域通過フィルタの回路規模が大きいという課題を有していた。

【0041】

本発明はかかる点に鑑みてなされたものであり、処理データ点数の減少で回り込みキャンセラの適応動作を高速にすることにより、回り込み波や親局波の位相やレベルの時間変動に対する高い追従性を実現し、また、内部での処理をより高精度にすることにより、高精度なキャンセル動作を行い、さらに、回路規模が小さくすることで、装置の小型を実現することができる回り込みキャンセラ、中継システム及び回り込みキャンセル方法を提供することを目的とする。

【課題を解決するための手段】

【0042】

本発明の回り込みキャンセラは、等間隔で参照キャリアを持つマルチキャリア信号を送受信同一の周波数で中継する際に、送受信アンテナ間の回り込みをキャンセルする回り込みキャンセラであって、係数が設定されたフィルタを用いて受信信号に含まれる回り込みをキャンセルするキャンセル手段と、前記回り込みをキャンセルした後の信号の伝送路特性を推定する伝送路特性推定手段と、前記伝送路推定手段の推定結果に基づいてキャンセル残差を算出する残差特性算出手段と、前記残差特性算出手段の出力に対し、0データを挿入する0挿入手段と、前記0挿入手段の出力を時間領域の信号に変換する逆高速フーリエ変換手段と、前記逆高速フーリエ変換手段の出力に対して、伝送路特性の繰り返し成分除去する範囲または前記フィルタの係数によって規定される範囲のいずれか小さい範囲を取り出す窓がけ手段と、前記窓がけ手段の出力に基づいて、前記フィルタの係数を更新する更新手段と、を具備する構成を採る。

【0043】

この構成によれば、帯域全体への拡張を補間によらず周波数領域での0挿入と時間領域

変換後の窓がけによって行うことによって、処理データ点数の減少で回り込みキャンセラの適応動作を高速にすることにより、回り込み波や親局波の位相やレベルの時間変動に対する高い追従性を実現し、内部での処理をより高精度に行うことにより、高精度なキャンセル動作を行い、回路規模の減少により装置の小型を実現するという有利な効果が得られる。

【0044】

本発明の回り込みキャンセラは、前記伝送路特性推定手段は、時間領域の信号である前記キャンセル手段の出力を周波数領域の信号へと変換する高速フーリエ変換手段と、前記高速フーリエ変換手段の出力から参照キャリアの配置と信号成分を示す情報を抽出する参照キャリア情報抽出手段と、前記高速フーリエ変換手段の出力を、前記参照キャリア情報抽出手段の出力から得られる参照キャリアの配置に応じて参照キャリアのみを抽出する参照キャリア抽出手段と、前記高速フーリエ変換手段の出力を、前記参照キャリア情報抽出手段の出力から得られる参照キャリアの配置と信号成分と比較することで参照キャリアの伝送路特性を算出する伝送路特性算出手段と、を備える構成を採る。

【0045】

本発明の回り込みキャンセラは、前記伝送路特性推定手段は、前記伝送路特性算出手段の出力を1組のみ使用して伝送路特性を推定する構成を採る。

【0046】

本発明の回り込みキャンセラは、前記伝送路特性推定手段は、前記伝送路特性算出手段の出力の組を複数蓄積し、蓄積された出力の組のうち参照キャリアの配置が異なるものを前記参照キャリア抽出手段の出力から得られる参照キャリアの配置に応じて合成する参照キャリア合成手段、をさらに備え、前記参照キャリア合成手段は、参照キャリアが等間隔に配置される2組の出力の組のみを合成し、前記参照キャリア合成手段の出力を使用して伝送路特性を推定する構成を採る。

【0047】

本発明の回り込みキャンセラは、前記伝送路特性推定手段は、前記伝送路特性算出手段の出力の組を複数蓄積し、蓄積された出力の組のうち参照キャリアの配置が異なるものを前記参照キャリア抽出手段の出力から得られる参照キャリアの配置に応じて合成する参照キャリア合成手段、をさらに備え、前記参照キャリア合成手段は、参照キャリアが等間隔に配置される4組の出力の組のみを合成し、前記参照キャリア合成手段の出力を使用して伝送路特性を推定する構成を採る。

【0048】

本発明の回り込みキャンセラは、前記伝送路特性推定手段の出力である伝送路特性の推定の際に位相回転補償処理を必要としない特定の参照キャリアの組を用いる構成を採る。

【0049】

これらの構成によれば、位相回転補償処理を必要としない分、構成及び処理構成を簡略化することができる。

【0050】

本発明の回り込みキャンセラは、前記窓がけ手段の出力に対して、前記伝送路特性の推定に使用されたキャリアの配置に応じた位相回転補償を行う位相回転補償手段、をさらに具備し、前記更新手段は、前記位相回転補償手段の出力から、前記フィルタの係数を生成する構成を採る。

【0051】

本発明の回り込みキャンセラは、前記参照キャリア合成手段は、起動時や再起動時、または前記フィルタの係数の状態に応じて、合成する前記伝送路特性算出手段の出力の組の数を変更する構成を採る。

【0052】

これらの構成によれば、回り込みキャンセラの起動時や再起動時には用いるシンボル数を多くすることで演算精度を高め、係数更新回路での更新回数が規定の回数を越える度に、シンボル数を少なくすることにより、処理データ点数が少なく更新時間が短くなること

が期待される。また、通常の運用時にはシンボル数を多くし、係数更新回路で係数変化が激しくなったときには、シンボル数を少なくすることにより、処理データ点数が少なく更新時間が短くなることが期待される。

【0053】

本発明の中継システムは、上記のいずれかに記載の回り込みキャンセラを具備する構成を採る。

【0054】

この構成によれば、上記のいずれかに記載の回り込みキャンセラと同様の作用効果を、中継システムにおいて得ることができる。

【0055】

本発明の回り込みキャンセル方法は、等間隔で参照キャリアを持つマルチキャリア信号を送受信同一の周波数で中継する際に、送受信アンテナ間の回り込みをキャンセルする回りこみキャンセル方法であって、係数が設定されたフィルタを用いて受信信号に含まれる回り込みをキャンセルするキャンセル工程と、前記回り込みをキャンセルした後の信号の伝送路特性を推定する伝送路特性推定工程と、前記伝送路推定工程の推定結果に基づいてキャンセル残差を算出する残差特性算出工程と、前記残差特性算出工程の出力結果に対し、0 データを挿入する0挿入工程と、前記0挿入工程の出力結果を時間領域の信号に変換する逆高速フーリエ変換工程と、前記逆高速フーリエ変換工程の出力に対して、伝送路特性の繰り返し成分除去する範囲または前記フィルタの係数によって規定される範囲のいずれか小さい範囲を取り出す窓がけ工程と、前記窓がけ工程の出力結果に基づいて、前記フィルタの係数を更新する更新工程と、を具備するようにした。

【0056】

この方法によれば、帯域全体への拡張を補間によらず周波数領域での0挿入と時間領域変換後の窓がけによって行うことによって、処理データ点数の減少で回り込みキャンセラの適応動作を高速にすることにより、回り込み波や親局波の位相やレベルの時間変動に対する高い追従性を実現し、内部での処理をより高精度に行うことにより、高精度なキャンセル動作を行い、回路規模の減少により装置の小型を実現するという有利な効果が得られる。

【発明の効果】

【0057】

本発明によれば、処理データ点数の減少で回り込みキャンセラの適応動作を高速にすることにより、回り込み波や親局波の位相やレベルの時間変動に対する高い追従性を実現し、また、内部での処理をより高精度にすることにより、高精度なキャンセル動作を行い、さらに、回路規模が小さくすることで、装置の小型を実現することができる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0058】

本発明の骨子は、合成したSP (Scattered Pilot) による伝送路特性に対して補間処理の後で残差特性を算出し、その残差特性をIFFT処理により時間領域信号に変換する構成ではなく、合成したSPによる伝送路特性に対してまず残差特性を算出し、残差特性に対して0挿入したものをIFFT処理して時間領域信号に変換した後に窓がけする構成としたことである。

【0059】

これにより、処理データ点数の減少で回り込みキャンセラの適応動作が高速になるため、回り込み波や親局波の位相やレベルの時間変動に対する高い追従性を実現し、内部での処理がより高精度になるため、高精度なキャンセル動作を行い、回路規模が小さくなるため、装置の小型を実現するという有利な効果が得られる。

【0060】

以下、本発明の実施の形態について、図面を参照しながら説明する。

【0061】

図1は、回り込みキャンセラを用いたSFN中継システムのモデルを示すブロック図で

ある。図中の記号「*」は畳み込み演算を表す。また以降、特に断らない限り、信号や応答は複素数として扱うものとする。「(t)」は時間領域での信号、「(ω)」は周波数領域での信号を表すものとし、信号の定義は片方の領域の定義でもう片方の領域での定義も同時に行う。

【0062】

なお、図1中の受信部2は、RF (Radio Frequency: 無線周波数) 帯域の信号を基底帯域 (以下、ベースバンド) の信号に変換し、送信部4は逆に、ベースバンドの信号をRF帯域に変換するが、これらの周波数変換は、本発明に対して本質的な影響を与えるものではないので、以下では特に断らない限り、これら周波数変換に関しては言及しない。

【0063】

図1において、 $x(t)$ は親局信号、 $r(t)$ は受信部2の入力信号、 $s(t)$ は送信部4の入力信号、 $w_{in}(t)$ は受信部2のインパルス応答、 $w_{out}(t)$ は送信部4のインパルス応答、 $w_{loop}(t)$ は回り込み伝送路6のインパルス応答、 $w_{fir}(t)$ は回り込みキャンセラ3a内部のFIR (Finite Impulse Response: 有限インパルス応答) フィルタ32のインパルス応答をそれぞれ表す。

【0064】

図1において、受信アンテナ1は、親局信号 $x(t)$ と回り込み伝送路からの回り込み信号 $w_{loop}(t)*w_{out}(t)*s(t)$ との合成信号を受信し、その出力 $r(t)$ は受信部2に供給される。受信部2は、受信信号 $r(t)$ に対してフィルタリング、周波数変換、ゲイン調整等の処理を行うもので、その出力 $w_{in}(t)*r(t)$ は回り込みキャンセラ3a内部の減算器31の第一の入力に供給される。

【0065】

回り込みキャンセラ3aの内部において、減算器31は、受信部2の出力 $w_{in}(t)*r(t)$ からFIRフィルタ32の出力 $w_{fir}(t)*s(t)$ を減じるもので、その出力 $s(t)$ はFIRフィルタ32の第一の入力及びフィルタ係数生成部33aに供給されるとともに、回り込みキャンセラ3aの出力として、送信部4に供給される。

【0066】

フィルタ係数生成部33aは、減算器31の出力 $s(t)$ から伝送路の特性を推定し、フィルタ係数を生成するもので、その出力 $w_{fir}(t)$ はFIRフィルタ32の第二の入力に供給される。

【0067】

FIRフィルタ32は、減算器31の出力 $s(t)$ に対してフィルタ係数生成部33aの出力 $w_{fir}(t)$ による畳み込み演算を行い、回り込み信号の複製 $w_{fir}(t)*s(t)$ を生成するもので、その出力は減算器31の第二の入力に供給される。

【0068】

送信部4は、減算器31の出力 $s(t)$ に対してフィルタリング、周波数変換、ゲイン調整等の処理を行い中継信号 $w_{out}(t)*s(t)$ を生成するもので、その出力は送信アンテナ5に供給される。

【0069】

送信アンテナ5は送信部4の出力 $w_{out}(t)*s(t)$ を放射するもので、その出力の一部が回り込み伝送路6を経由した後、回り込み信号 $w_{loop}(t)*w_{out}(t)*s(t)$ となって受信アンテナ1に回り込む。

【0070】

ここで、回り込みキャンセラ3aが回り込みを打ち消す条件について説明する。

【0071】

まず、伝送路特性推定部331aの出力 $Fp'(\omega)$ は(式9)で表される。なお、OFDM全体として、SPだけでなく全てのデータキャリアの出力については、(式2)に示したように $F(\omega)$ によって表されるが、この実施の形態のように、パイロットキャリア (SP) の周波数のみにおける出力は $Fp(\omega)$ によって表される。そして、この出力 $Fp(\omega)$ は1シンボルの出力を表すものであり、複数シンボルを合成した場合は、 $Fp'(\omega)$ によって表

すものとする。

【0072】

【数5】

$$Fp'(\omega) = \frac{w_{in}(\omega)}{1 - \{w_{in}(\omega)w_{out}(\omega)w_{loop}(\omega) - w_{fir}(\omega)\}} \quad \dots \quad (式9)$$

従って、減算器31によって回り込み信号が打ち消される条件は(式10)で表される。

【0073】

$$w_{in}(\omega)w_{out}(\omega)w_{loop}(\omega) = w_{fir}(\omega) \quad \dots \quad (式10)$$

ここで、キャンセル残差 $E(\omega)$ を(式11)のように定義し、

$$E(\omega) = w_{in}(\omega)w_{out}(\omega)w_{loop}(\omega) - w_{fir}(\omega) \quad \dots \quad (式11)$$

(式9)を変形すると(式12)が得られる。

【0074】

【数6】

$$E(\omega) = 1 - \frac{w_{in}(\omega)}{Fp'(\omega)} \quad \dots \quad (式12)$$

ここでモデルを簡略化し、受信部2の周波数特性が信号帯域内において平坦であると仮定すると、その伝達関数 $w_{in}(\omega)$ は定数 D となり、残差特性算出回路3309内部において、(式13)に基づいて算出される。

【0075】

【数7】

$$D = \sum_{\omega} Fp'(\omega) \quad \dots \quad (式13)$$

このとき、キャンセル残差 $E(\omega)$ は(式14)で表される。

【0076】

【数8】

$$E(\omega) = 1 - \frac{D}{Fp'(\omega)} \quad \dots \quad (式14)$$

さらに、係数更新回路3311での係数更新式を(式15)で定義する。

【0077】

$$w_{new}(t) = w_{old}(t) + \mu e(t) \quad \dots \quad (式15)$$

ただし、(式15)中の $w_{old}(t)$ は更新前の係数、 μ は1以下の非負定数である。以上の条件によって、回り込みの伝達関数 $w_{loop}(\omega)w_{out}(\omega)$ とFIRフィルタ32の伝達関数 $w_{fir}(\omega)$ との差分であるキャンセル残差 $E(\omega)$ が、0に収束するようにフィードバック制御が動作し、回り込みキャンセラ3の出力 $s(t)$ には、主波成分のみが出力される。

【0078】

図2は、本発明の実施の形態1における回り込みキャンセラ3aの構成を示すブロック図である。図2において、図8と同じ構成要素については同じ符号を用いて説明する。

【0079】

フィルタ係数生成部33aの内部において、伝送路特性推定部331aは、減算器31の出力 $s(t)$ から伝送路特性 $F(\omega)$ を推定したものを第一の出力とし、その出力は残差特性算出回路3309の入力に供給される。伝送路特性推定部331aはSPの配置、振幅及び位相を規定するのに最小限必要な情報であるシンボル番号を第二の出力とし、その出力は0挿入回路3312及び位相回転補償回路3314のそれぞれ第二の入力に供給される。

【0080】

伝送路特性推定部331aの内部において、FFT (First Fourier Transform: 高速フーリエ変換) 回路3301は、減算器31の出力 $s(t)$ から有効シンボル期間長分の信号

を切り出し、FFTすることにより、時間領域の信号である $s(t)$ を周波数領域の信号に変換するもので、その出力 $s(\omega)$ はシンボル番号抽出回路3302の入力およびSP抽出回路3303の第一の入力に供給される。

【0081】

シンボル番号抽出回路3302は、入力 $s(\omega)$ に含まれるTMCC (Transmission Multiplexing Configuration Control) などのシンボルに関する情報からSPの配置を規定するシンボル番号を抽出する。一度抽出した後は、シンボル番号を加算することで抽出処理を代替することもできる。SPの配置、振幅及び位相を規定するのに最小限必要な情報であるシンボル番号の4の剰余を出力し、その出力はSP抽出回路3303、伝送路特性算出回路3304、SP合成回路33051、0挿入回路3312、および位相回転補償回路3314のそれぞれの第二の入力に供給される。以降、シンボル番号を直接使用することはないため、シンボル番号の4の剰余を改めてシンボル番号と呼ぶ。

【0082】

SP抽出回路3303は、シンボル番号抽出回路3302の指定に従いFFT回路3301の出力 $S(\omega)$ からSP信号のみの信号 $Sp(\omega)$ を抽出し、その出力 $Sp(\omega)$ は伝送路特性算出回路の第一の入力に供給される。

【0083】

伝送路特性算出回路3304は、シンボル番号抽出回路3302の指定に従って振幅と位相が既知である規定のSP信号 $Xp(\omega)$ を内部発生し、SP抽出回路3303の出力であるSP信号 $Sp(\omega)$ を除することにより、SPに対する伝送路特性 $Fp(\omega)$ を求めるもので、その出力はSP合成回路33051の第一の入力に供給される。

【0084】

SP合成回路33051は、SPに対する伝送路特性 $Fp(\omega)$ を複数シンボル分蓄積し、予め指定した規則Rによりシンボル番号抽出回路3302の指定に従って複数シンボルに分配されたSPを元のキャリアの配置に合成し、改めて合成したSPに対する伝送路特性 $Fp'(\omega)$ を出力する。規則Rについては、後で詳細を説明する。

【0085】

規則Rで連続する4シンボルを合成する場合は、図8で説明したSP合成回路3305と同じ処理である。

【0086】

また、規則Rで1シンボルしか使用しない場合は、合成の必要はなく、SP合成回路33051が省略できるのは言うまでもない。

【0087】

このSP合成回路33051の出力 $Fp'(\omega)$ を伝送路特性推定部331aの第一の出力とし、その出力は残差特性算出回路3309に供給される。

【0088】

残差特性算出回路3309は、伝送路特性推定部331aの出力 $Fp'(\omega)$ からキャンセル残差 $E(\omega)$ を算出するもので、算出したキャンセル残差 $E(\omega)$ を出力とし、その出力は0挿入回路3312の第一の入力に供給される。

【0089】

0挿入回路3312とIFFT回路3310と窓がけ回路3313と位相回転補償回路3314は、0挿入回路3312の第一の入力に供給されたキャンセル残差 $E(\omega)$ について、SP間の特性を補間しながら時間領域信号 $e(t)$ に変換する。

【0090】

まず0挿入回路3312は第一の入力である合成したSPについてのキャンセル残差 $E(\omega)$ の間から削除されたデータキャリアの位置に0を挿入する。挿入の仕方は規則Rに依存する。端的には0を2つずつ挿入する。規則Rについては、後で詳細を説明する。

【0091】

規則Rで連続する4シンボルを合成した場合は、0挿入回路3312は、合成したSPの間から削除されたデータキャリアの位置に0を挿入する。すなわち、合成されたSPは

3 キャリアおきに配置されたものなので、0 を 2 つずつ挿入する（図 3 の補間処理参照）。

【0092】

さらに後段の IFFT 回路 3310 で扱うためにデータ点数を 2 のべきにする必要があり、信号帯域外であるデータの左右に連続した 0 を挿入する。こちらも規則 R に依存するが、端的には FFT 回路 3301 で扱った信号の帯域幅と同じになるよう 0 挿入で拡張する。

【0093】

これらの 0 挿入した 0 挿入回路 3312 の出力は、IFFT 回路 3310 に供給される。

【0094】

IFFT 回路 3310 は、0 挿入回路 3312 において 0 が挿入されたキャンセル残差 $E(\omega)$ を IFFT することにより、周波数領域での残差 $E(\omega)$ を時間領域での残差 $e(\omega)$ に変換するもので、その出力は窓がけ回路 3313 に供給される。

【0095】

窓がけ回路 3313 は、IFFT 回路 3310 の出力である時間領域信号を規則 R に従って伝送路特性の繰り返し成分除去のため、または FIR フィルタ 32 の係数の範囲に制限するためのいずれか小さい範囲を取り出す。規則 R については、後で詳細を説明する。

【0096】

窓がけ回路 3313 の出力は位相回転補償回路 3314 の第一の入力に供給される。

【0097】

位相回転補償回路 3314 では、第一の入力である時間領域信号が受けている、IFFT 回路 3310 への入力での IFFT 処理の中心周波数となるキャリアデータの位置がずれていることに起因した位相回転を、第二の入力であるシンボル番号抽出回路 3302 の指定に従って補償する。IFFT 回路 3310 への入力は規則 R に依存するため、位相補償もまた規則 R に依存する。端的には中心周波数のずれが $\Delta\omega$ とすると、第一の入力である時間領域信号の時刻 t 毎に $\exp(-j\Delta\omega t)$ を乗ずる。ただし j は虚数単位である。規則 R については、後で詳細を説明する。

【0098】

規則 R でシンボル番号 0 のシンボルを含むシンボルを使用した場合は、IFFT 回路 3310 への入力での IFFT 処理の中心周波数となるキャリアデータの位置はずれないため、位相補償の必要はなく、位相回転補償回路 3314 は省略できる。

【0099】

位相回転補償回路 3314 の出力である時間領域信号はキャンセル残差 $e(t)$ となり、その出力は係数更新回路 3311 に供給される。

【0100】

次に規則 R とそれに依存する SP 合成回路 33051、0 挿入回路 3312、窓がけ回路 3313、位相回転補償回路 3314 の処理について詳細を説明する。

【0101】

規則 R は 1 シンボルを使用する場合、2 シンボルを使用する場合、4 シンボルを使用する場合に大きく分けることができる。

【0102】

初めに規則 R が 1 シンボルを使用する場合の各部の処理について説明する。図 3 は、1 シンボル使用の場合の動作を模式的に表現したものである。

【0103】

1 シンボルのみを使用する場合、SP 合成回路 33051 は不要であり、伝送路特性推定部 331a の出力は、12 キャリアおきに伝送路特性を抽出したものになる。0 挿入回路 3312 は、IFFT 回路 3310 での処理に先がけて 2 のべき個おきに抽出した伝送路特性を発生するために、12 キャリアと 2 のべきの最大公約数を考慮して、4 個おきに抽出することとし、12 キャリアの間に 2 つの 0 を挿入する。またデータの外側には FFT

回路 3301 で扱った信号の帯域幅と同じになるよう 0 挿入で拡張する。その際にシンボル番号によっては S P の配置規則により元の帯域と合わせられない可能性がある。

【0104】

具体的にはシンボル番号 0 では帯域ずれなし、シンボル番号 1 では (−3) キャリアずれ、シンボル番号 2 では (−6) キャリアずれ、シンボル番号 3 では (−9) キャリアずれとなる。0 挿入回路 3312 ではこのずれを保持したまま出力を IFFT 回路 3310 の入力に供給する。この信号は 0 挿入によりデータが増えているものの、本質的には 12 キャリアおきの信号であるため、よく知られたサンプリング定理により IFFT 回路 3310 の出力では時間領域が $(1/12)$ シンボル時間毎に折り返される。そのため IFFT 回路 3310 の出力が供給される窓がけ回路 3313 では時刻 0 から $(1/12)$ シンボルの信号のみを取り出す。

【0105】

次に 2 シンボルを使用する場合について説明する。図 4 は、2 シンボル使用の場合の動作を模式的に表現したものである。2 シンボルは連続する 2 シンボルではなく、間の 1 シンボルを飛ばした 2 シンボルの組とする。具体的にはシンボル番号が 0 と 2 の組、または 1 と 3 の組である。S P 合成回路 33051 では、第一の入力に供給される S P に対する伝送路特性 $F_p(\omega)$ を 2 シンボルの組として蓄積し、元の S P の順序を守るよう合成する。シンボル番号が 0 と 2 の組の場合、シンボル番号 0 の $F_p(\omega)$ の左端、シンボル番号 2 の $F_p(\omega)$ の左端、シンボル番号 0 の $F_p(\omega)$ の左端から 2 番目、…という順序で並べなおす。シンボル番号が 1 と 3 の組の場合も同様である。伝送路特性推定部 331a の出力は、6 キャリアおきに伝送路特性を抽出したものになる。シンボル番号が 1 と 3 の組の場合、右端のパイロット信号は 6 キャリアおきからはずれてしまうため、削除しておく。

【0106】

0 挿入回路 3312 は、IFFT 回路 3310 での処理に先がけて (2 のべき) 個おきに抽出した伝送路特性を発生するために、6 キャリアと (2 のべき) の最大公約数を考慮して、2 個おきに抽出することとし、6 キャリアの間に 2 つの 0 を挿入する。またデータの外側には FFT 回路 3301 で扱った信号の帯域幅と同じになるよう 0 挿入で拡張する。その際にシンボル番号によっては S P の配置規則により元の帯域と合わせられない可能性がある。具体的にはシンボル番号が 0 と 2 の組では帯域ずれなし、シンボル番号が 1 と 3 の組では (−3) キャリアずれとなる。0 挿入回路 3312 ではこのずれを保持したまま出力を IFFT 回路 3310 の入力に供給する。この信号は 0 挿入によりデータが増えているものの、本質的には 6 キャリアおきの信号であるため、よく知られたサンプリング定理により IFFT 回路 3310 の出力では時間領域が $(1/6)$ シンボル時間毎に折り返される。そのため IFFT 回路 3310 の出力が供給される窓がけ回路 3313 では時刻 0 から $(1/6)$ シンボルの信号のみを取り出す。ただし $(1/6)$ シンボル時間はシンボルの正常な受信を保証するガード時間を越える可能性もあるためあまり実質的ではなく、むしろ FIR フィルタ部 32 の係数の範囲で限定されることが予想される。

【0107】

1 シンボル使用、2 シンボル使用で用いられる位相回転補償回路 3314 では、上記キャリアずれに起因する位相回転を補償する。前記したように位相回転補償回路 3314 の第一の入力である時間領域の信号が上記キャリアずれによって受ける位相回転は、時刻 0 からの遅延時間に比例し、その比例係数は ISDB-T 方式のモード 3 伝送の場合であれば、キャリアずれの $(2\pi/8192)$ 倍となる。例えば、(−3) キャリアずれの場合では比例係数が $(-3) * (2\pi/8192)$ になり、この比例係数を $\Delta\omega$ とすると、時刻 0 からの遅延 t では位相補償として $\exp(-j * \Delta\omega * t)$ を乗ずることになる。

【0108】

次に 4 シンボルを使用する場合について説明する。図 5 は、4 シンボル使用の場合の動作を模式的に表現したものである。連続する 4 シンボルを使用した場合、前述したように S P 合成回路 33051 の動作は図 8 の S P 合成回路 3305 と同じ処理である。1 シンボルを使用する場合や 2 シンボルを使用する場合とは異なり、キャリアずれは発生しない

。0挿入回路3312は出力をIFFT回路3310の入力に供給する。この信号は0挿入によりデータが増えているものの、本質的には3キャリアおきの信号であるため、よく知られたサンプリング定理によりIFFT回路3310の出力では時間領域が $(1/3)$ シンボル時間毎に折り返される。そのためIFFT回路3310の出力が供給される窓がけ回路3313では時刻0から $(1/3)$ シンボルの信号のみを取り出す。ただし $(1/3)$ シンボル時間はシンボルの正常な受信を保証するガード時間を越える可能性もあるためあまり実質的ではなく、むしろFIRフィルタ部32の係数の範囲で限定されることが予想される。

【0109】

規則Rはさまざまな組み合わせや限定で定義することができる。例えば、1シンボル使用では、位相回転補償回路3314が不要になるようにシンボル番号0のみを用いる。2シンボル使用では、位相回転補償回路3314が不要になるようにシンボル番号が0と2の組のみを用いる。

【0110】

また回り込みキャンセラの起動時や再起動時には用いるシンボル数を多くすることで演算精度を高め、係数更新回路3311での更新回数が規定の回数を越える度に処理データ点数が少なく更新時間が短くなることが期待される少ないシンボル数にすることもできる。通常の運用時にはシンボル数を多くし、係数更新回路3311で係数変化が激しくなったときには処理データ点数が少なく更新時間が短くなることが期待されるためシンボル数を少なくすることもできる。

【0111】

図6は、回り込みキャンセラ3aの各部での処理データ数について注釈を加えたブロック図である。各部の接続及びその処理については、図2とまったく同じであり、動作についての説明は省略する。データ数は前述したISDB-T方式のモード3伝送の場合の例である。

【0112】

FFT回路3301の入出力、シンボル番号抽出回路3302の入力、及びSP抽出回路3303の第一の入力においては、データ数が8192点となっている。SP抽出回路3303の出力、伝送路特性算出回路3304の第一の入力と出力、及びSP合成回路33051の第一の入力においては、データ点数が1シンボルに含まれるSPの点数である469点となっている。SP合成回路33051の出力、残差特性算出回路3309の入出力、及び0挿入回路3312の第一の入力においては、規則Rで使用するシンボル数Mによってデータ点数が変化し、右端のパイロット信号を含んだとして $(M*468+1)$ 点となる。0挿入回路3312の出力、IFFT回路3310の入出力、及び窓がけ回路3313の入力においては、規則Rで使用するシンボルによってデータ点数が変化し、1シンボルでは2048点、2シンボルでは4096点、4シンボルでは8192点となる。窓がけの出力より後段では窓がけの処理に依存する。現実的には規則Rで使用するシンボルが1シンボルでは $(8192/12)$ に近い682点、2シンボルまたは4シンボルでは典型的なガード時間 $(1/8)$ シンボル時間に相当する1024点と考えられる。このように扱うデータ点数は図10に示した従来例と比べ大幅に減り、各部の処理時間、各期間でのデータの入出力時間の短縮が期待できる。

【0113】

また図2に示した回り込みキャンセラでは伝送路特性推定部の出力で補間を用いて帯域全体の伝送路特性を求めていたのに対し、本実施の形態では伝送路特性推定部の出力はSPの部分のみとし、残差特性を求めた後に0挿入、IFFT、窓がけでサンプリング定理を使って帯域全体の残差特性に相当する時間領域信号を求めることができる。また補間の有限語長低域通過フィルタによる不完全な帯域全体への拡張と異なり、上記サンプリング定理を用いた拡張は理論上最も正確な帯域全体への拡張である。さらに、各部の接続を無視した回路規模の観点では、補間が0挿入および窓がけに変わった構成だが、0挿入は0データを挿入するのみ、窓がけは単にデータを切り出すだけの処理で、演算を伴う補間よ

りはるかに小さな回路規模である。

【0114】

このように本実施の形態の回り込みキャンセラ 3a によれば、伝送路特性推定部 331a のデータ点数を限定し、帯域全体への拡張を補間によらず周波数領域での 0 挿入と時間領域変換後の窓がけによって行うことによって、処理データ点数の減少で回り込みキャンセラの適応動作を高速にすることにより、回り込み波や親局波の位相やレベルの時間変動に対する高い追従性を実現し、内部での処理をより高精度に行うことにより、高精度なキャンセル動作を行い、回路規模の減少により装置の小型を実現するという有利な効果が得られる。

【0115】

以上のように本発明によれば、処理データ点数の減少で回り込みキャンセラの適応動作が高速になるため、回り込み波や親局波の位相やレベルの時間変動に対する高い追従性を実現し、内部での処理がより高精度になるため、高精度なキャンセル動作を行い、回路規模が小さくなるため、装置の小型を実現するという有利な効果が得られる。

【0116】

なお、本実施の形態においては、SFN 中継システムにおける回り込みキャンセラについて説明したが、OFDM 伝送方式を用いるシステムであれば、例えば無線 LAN や移動体通信システムにおけるリピータなどに本発明を適用することもできる。

【産業上の利用可能性】

【0117】

本発明は、OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing: 直交周波数分割多重) 信号から推定した伝送路特性を用いて回り込みをキャンセルする回り込みキャンセラに係り、例えば、地上デジタル放送において放送波中継 SFN を実現する中継放送所や無線通信におけるリピータなどに用いられる回り込みキャンセラ、中継システム及び回り込みキャンセル方法に適用することができる。

【図面の簡単な説明】

【0118】

【図 1】 本発明の実施の形態に係る回り込みキャンセラを用いた中継放送システムの原理的構成の一例を示すブロック図

【図 2】 本発明の実施の形態に係る回り込みキャンセラの構成を示すブロック図

【図 3】 本発明の実施の形態に係る回り込みキャンセラの使用シンボル数を 1 とした場合のフィルタ係数生成部の動作の説明に供する模式図

【図 4】 本発明の実施の形態に係る回り込みキャンセラの使用シンボル数を 2 とした場合のフィルタ係数生成部の動作の説明に供する模式図

【図 5】 本発明の実施の形態に係る回り込みキャンセラの使用シンボル数を 4 とした場合のフィルタ係数生成部の動作の説明に供する模式図

【図 6】 本発明の実施の形態に係る回り込みキャンセラの各部の処理データ点数を付記したフィルタ係数生成部の構成を示すブロック図

【図 7】 パイロット信号配置例を示す模式図

【図 8】 回り込みキャンセラの構成例を示すブロック図

【図 9】 図 8 に示す回り込みキャンセラのフィルタ係数生成部の動作の説明に供する略線図

【図 10】 図 8 に示す回り込みキャンセラの各部の処理データ点数を付記したフィルタ係数生成部の構成を示すブロック図

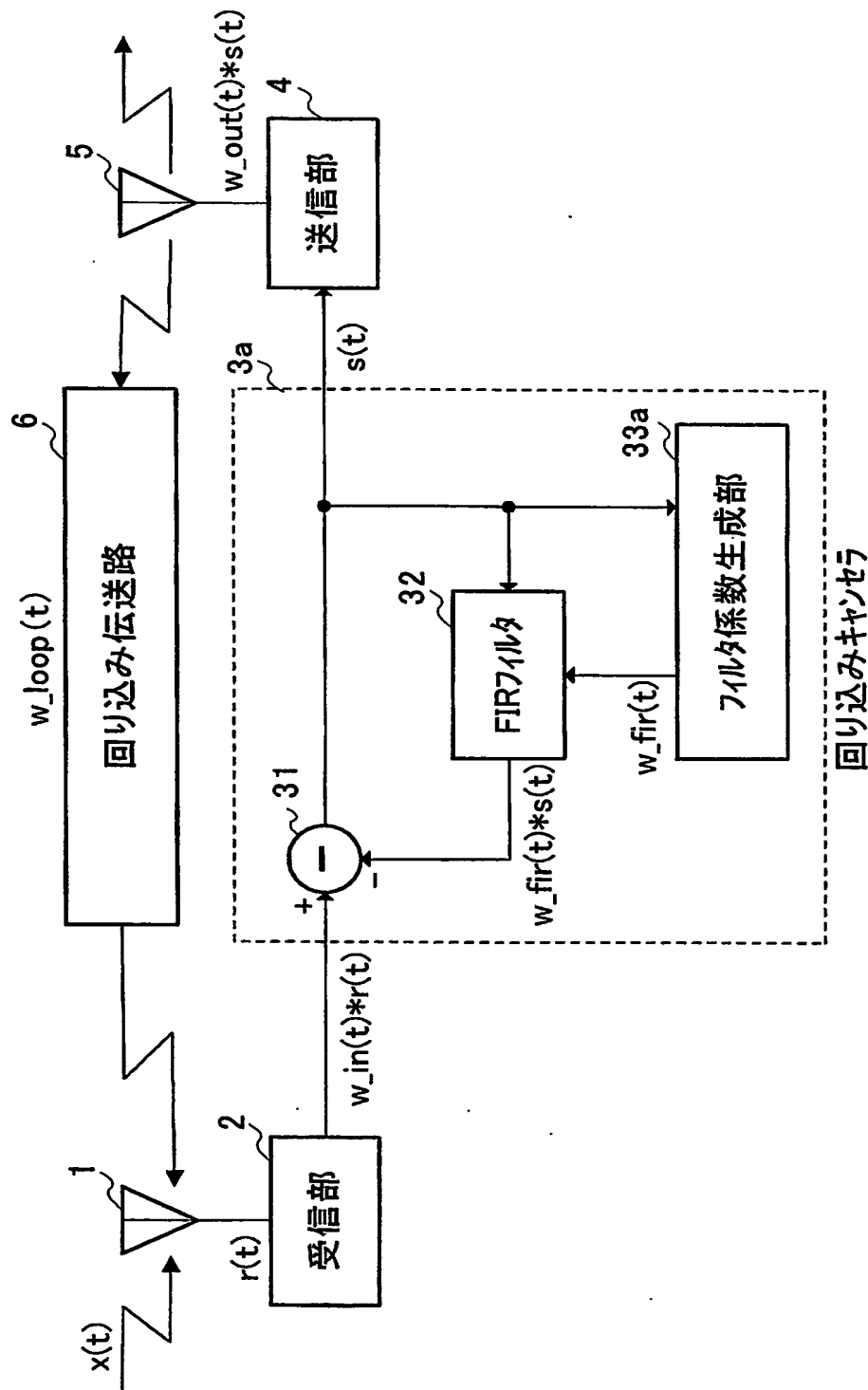
【符号の説明】

【0119】

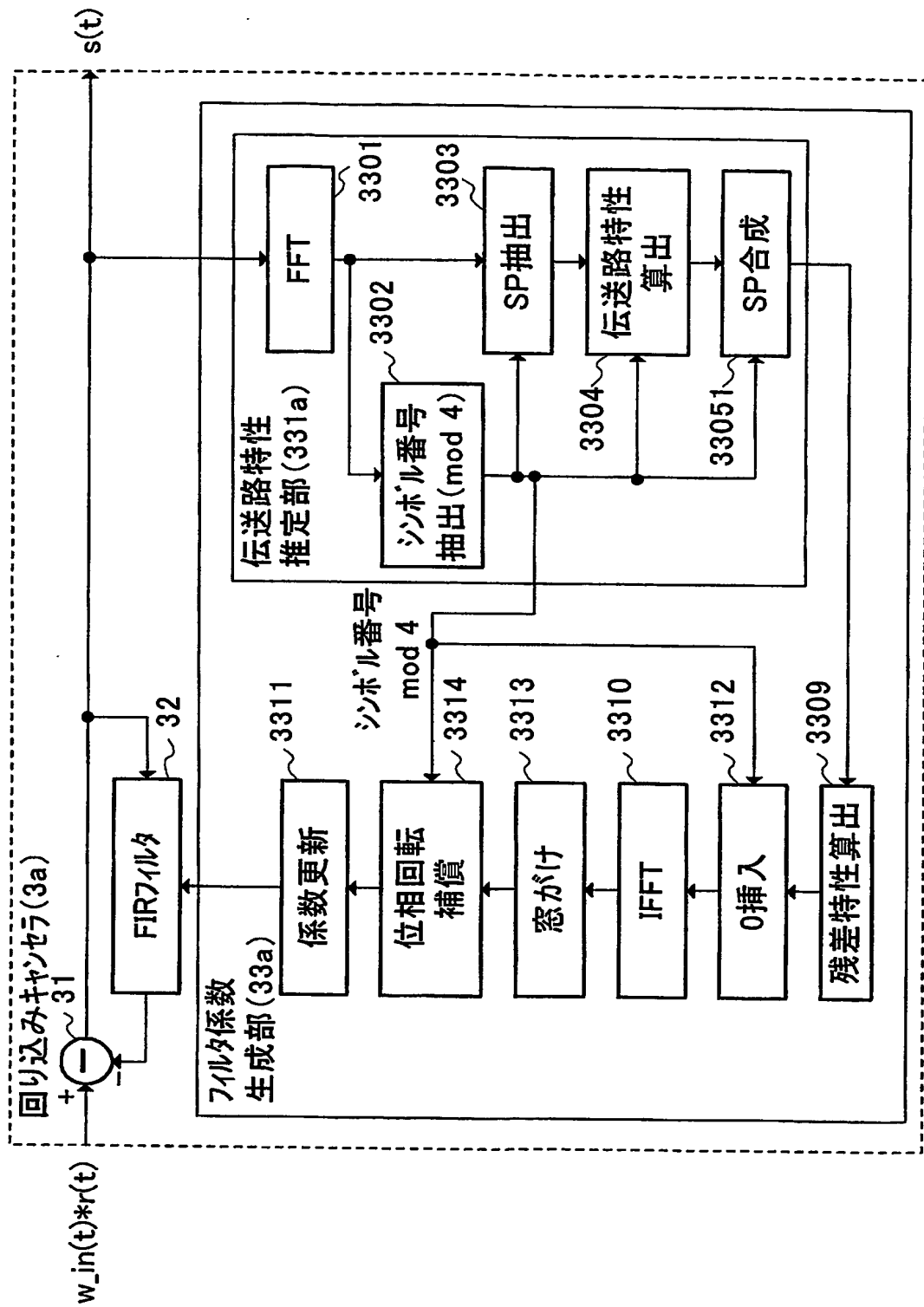
- 1 受信アンテナ
- 2 受信部
- 3a 回り込みキャンセラ
- 4 送信部

- 5 送信アンテナ
- 6 回り込み伝送路
- 3 1 減算器
- 3 2 F I R フィルタ
- 3 3 a フィルタ係数生成部
- 3 3 1 a 伝送路特性推定部
- 3 3 0 1 F F T 回路
- 3 3 0 2 シンボル番号抽出回路
- 3 3 0 3 S P 抽出回路
- 3 3 0 4 伝送路特性算出回路
- 3 3 0 5 1 S P 合成回路
- 3 3 0 9 残差特性算出回路
- 3 3 1 0 I F F T 回路
- 3 3 1 1 係数更新回路
- 3 3 1 2 0 挿入回路
- 3 3 1 3 窓がけ回路
- 3 3 1 4 位相回転補償回路

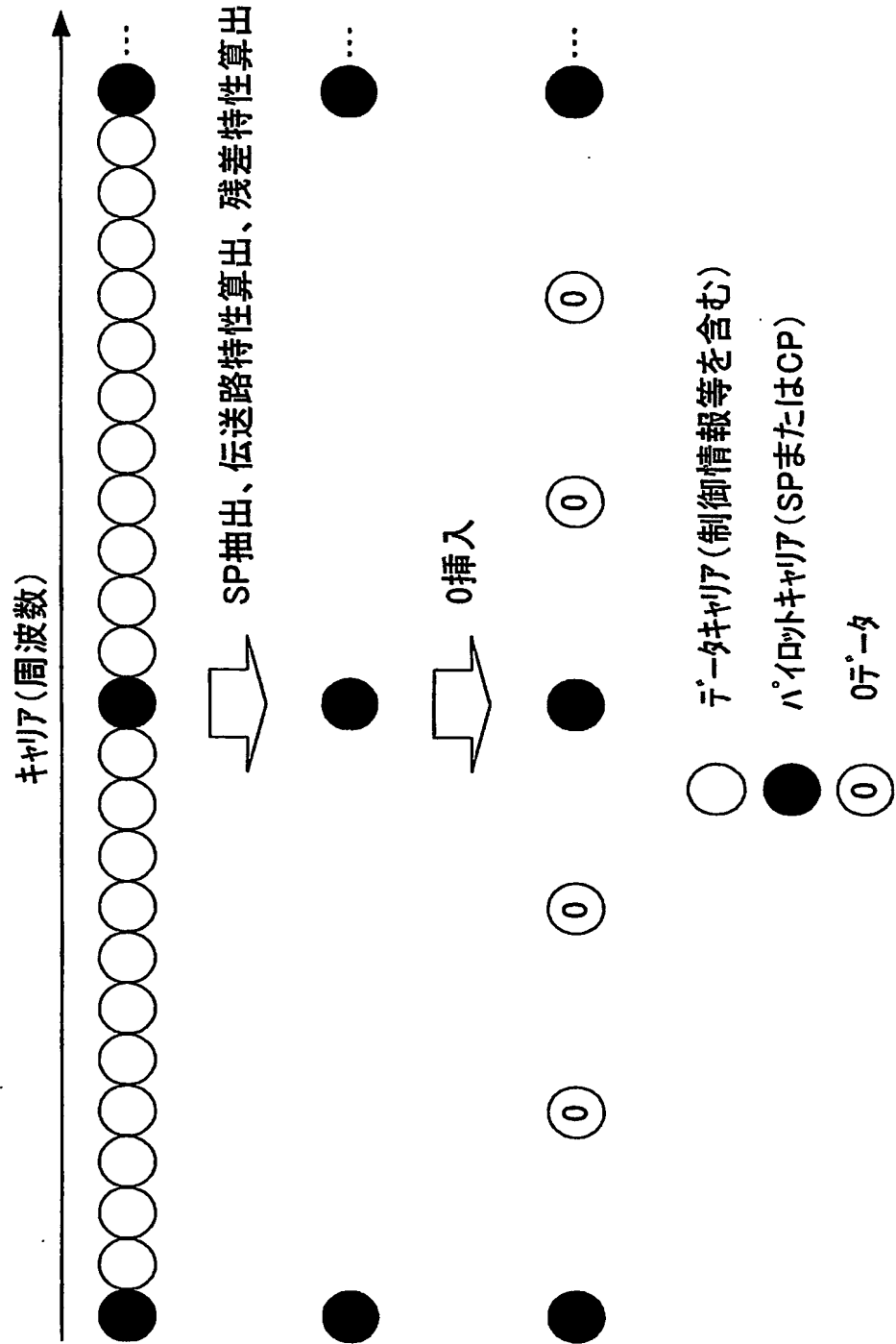
【書類名】 図面
【図 1】



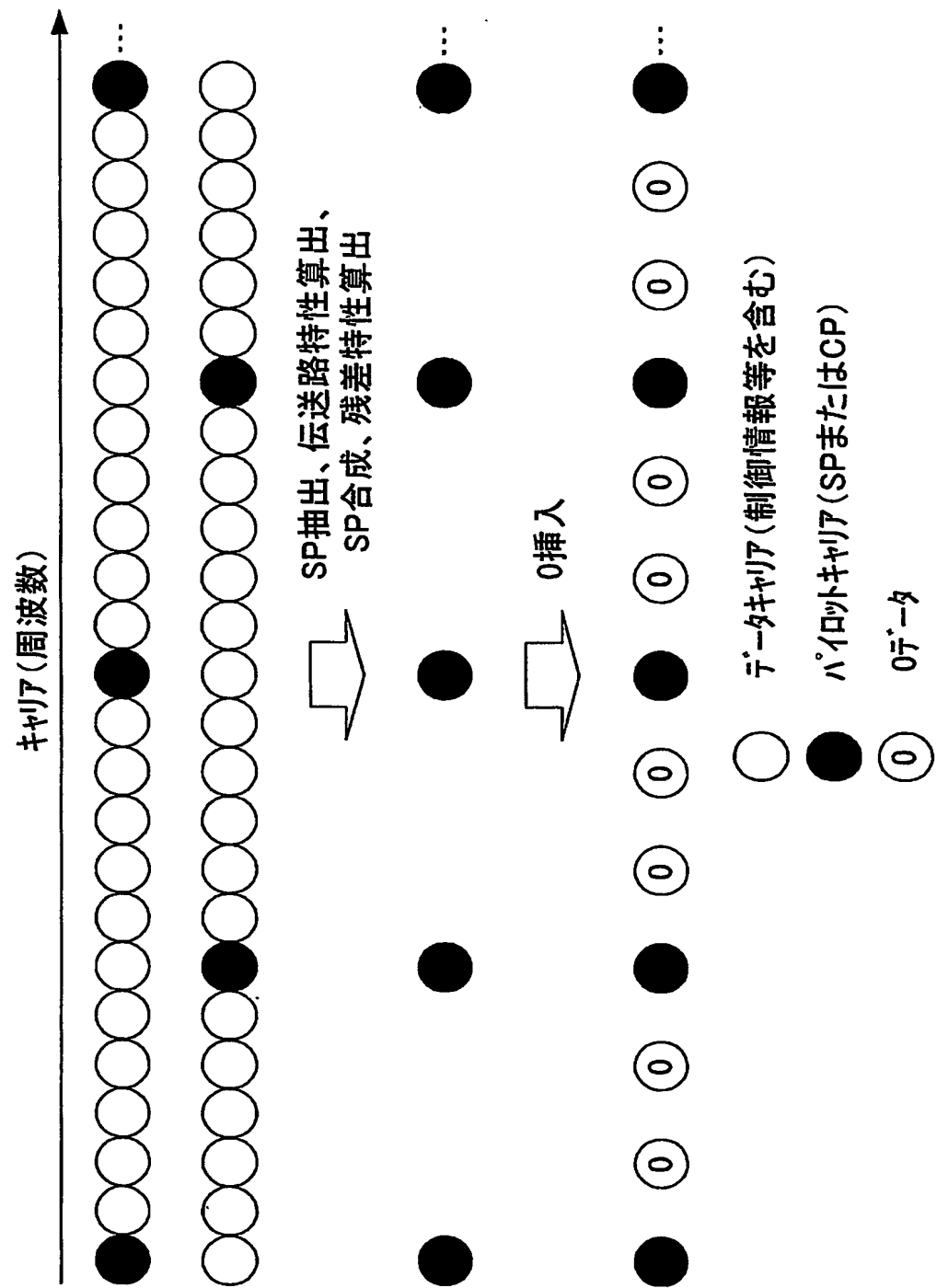
【図 2】



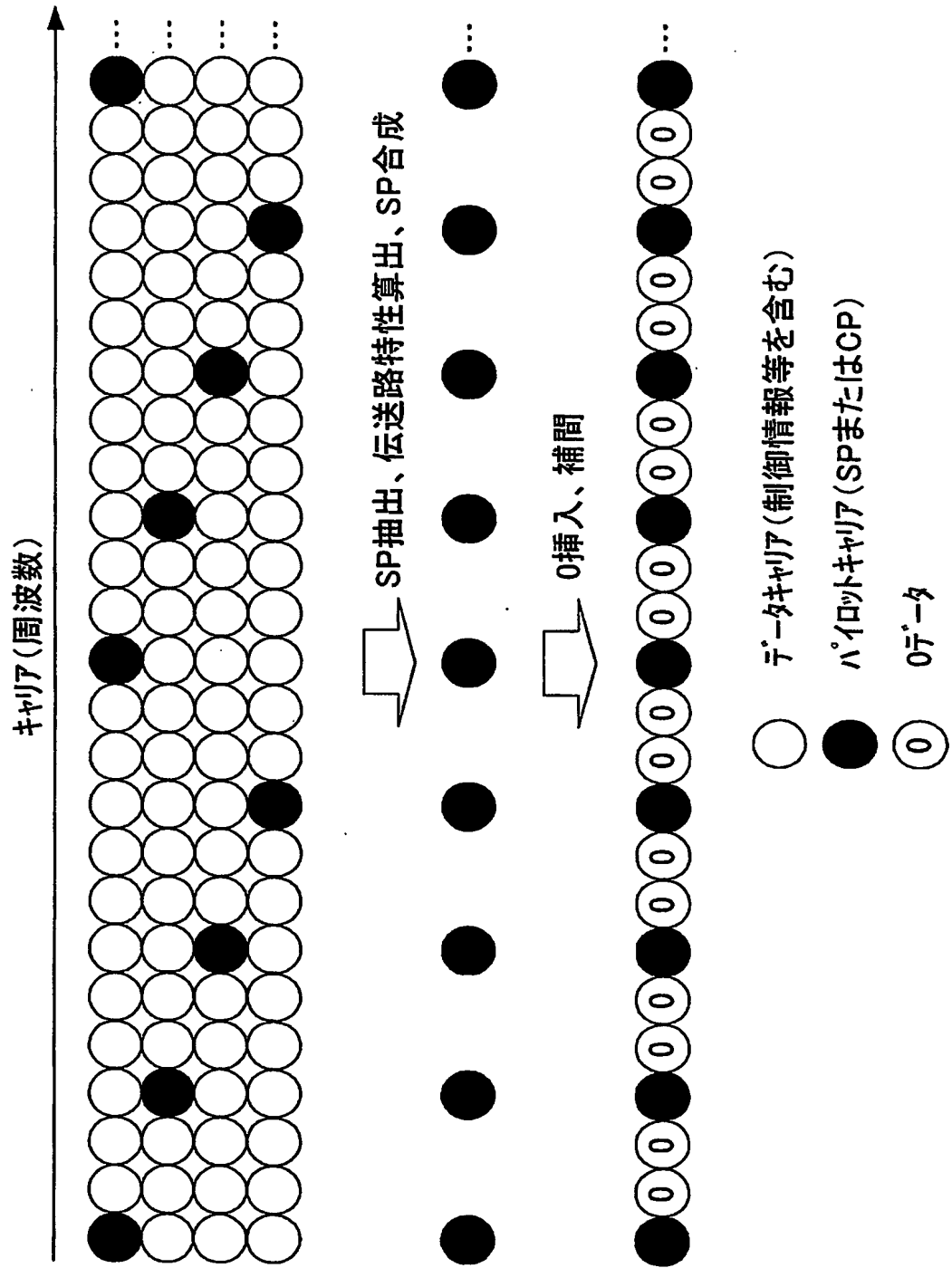
【図 3】



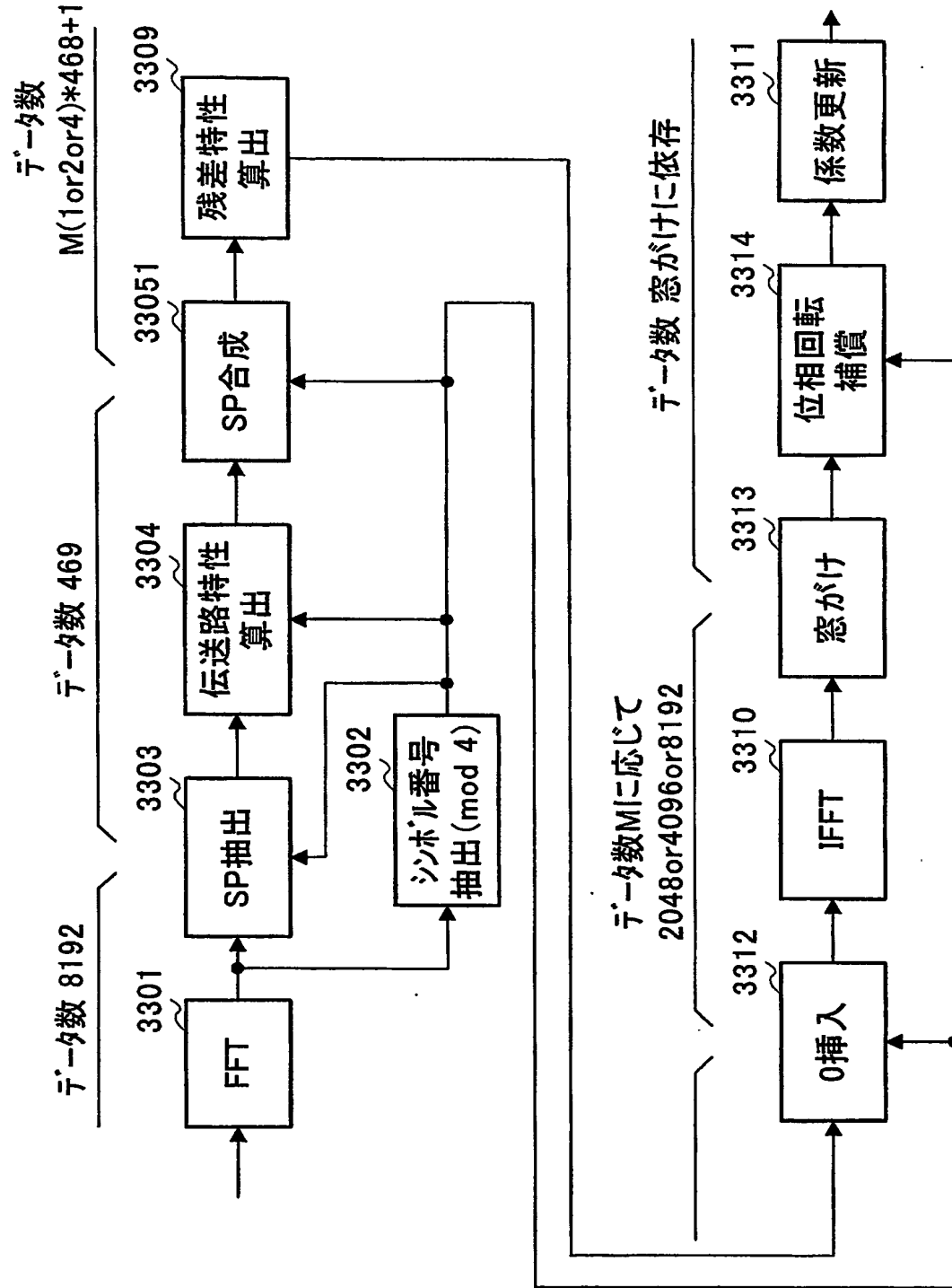
【図 4】



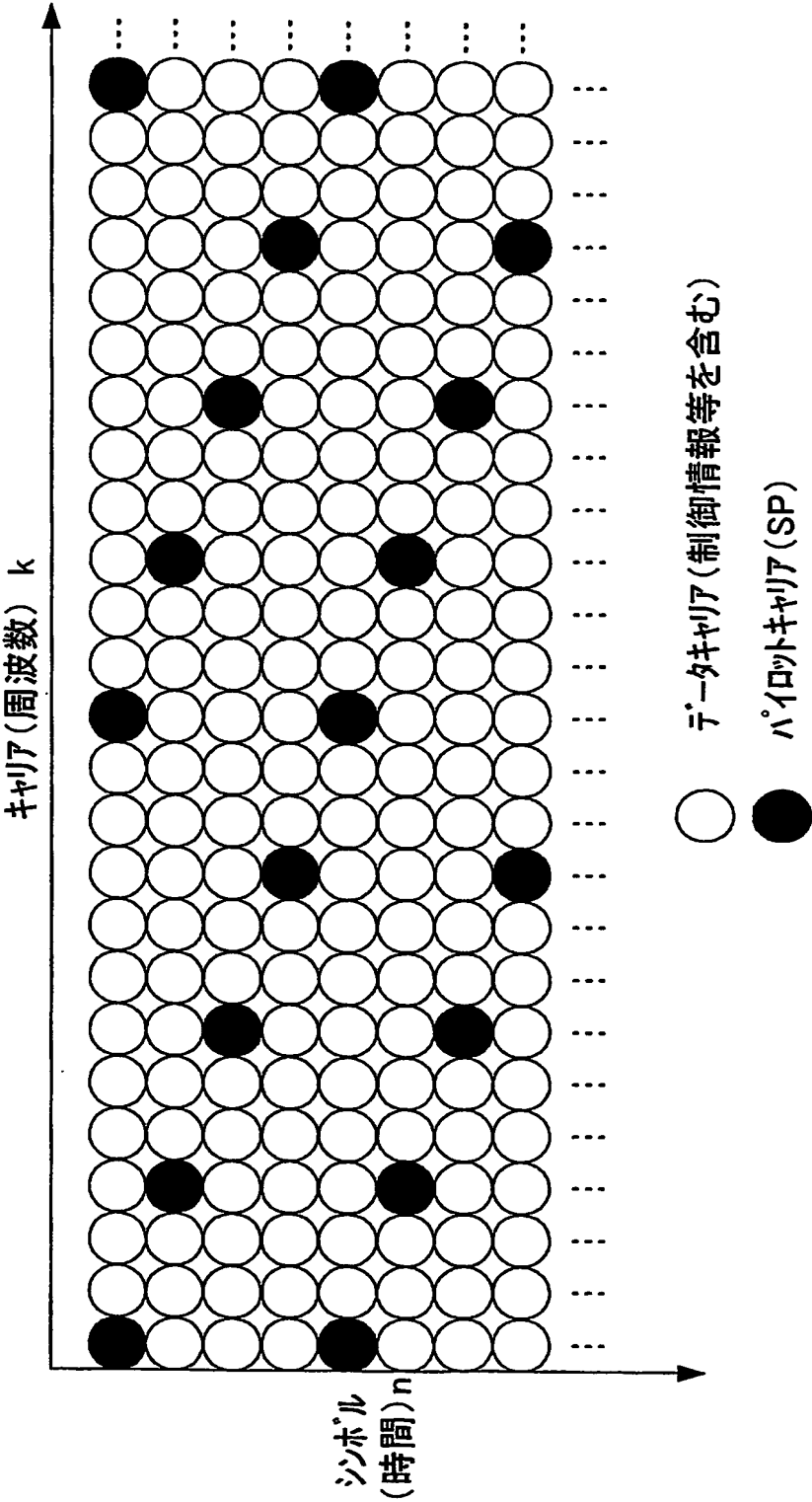
【図 5】



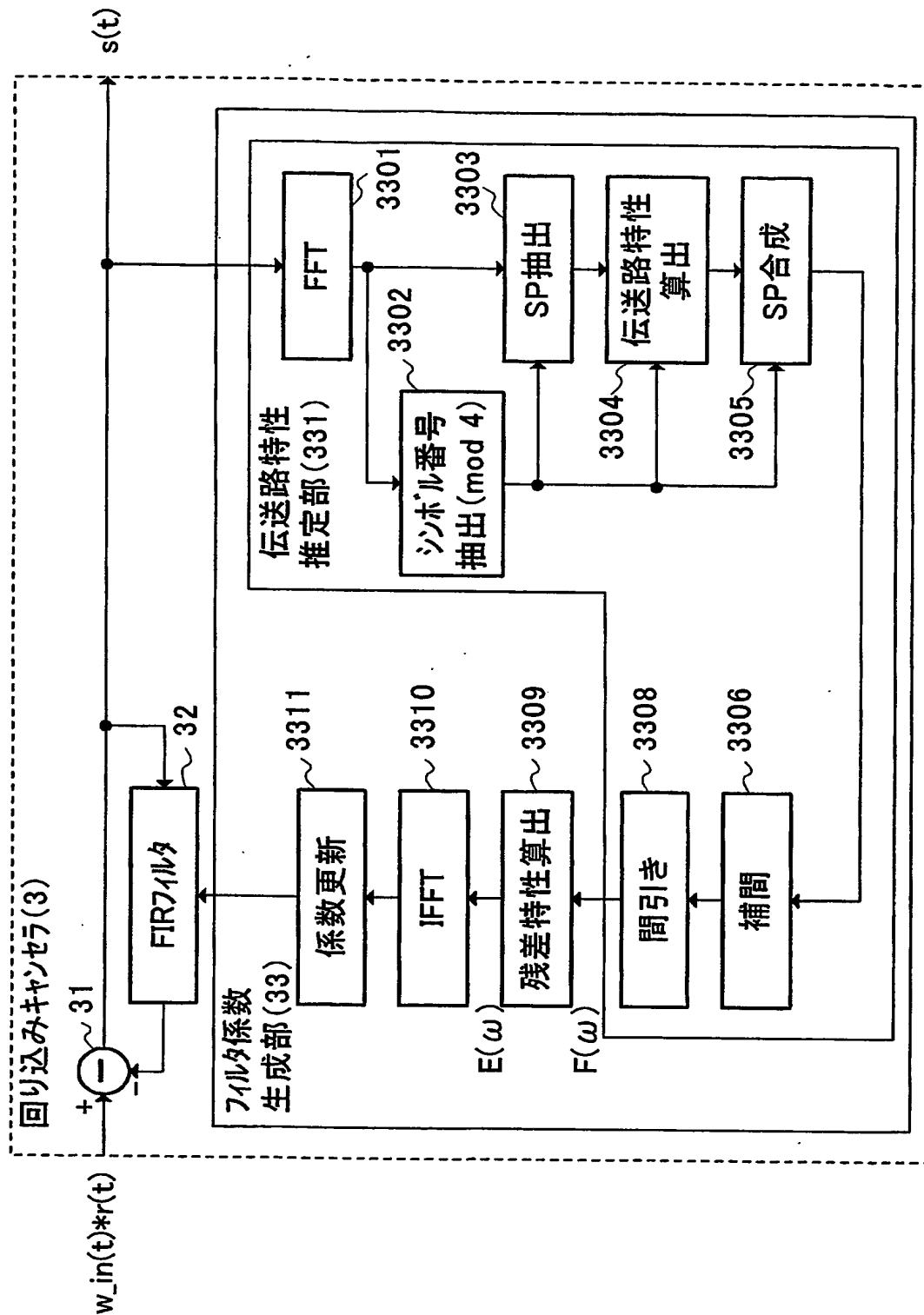
【図 6】



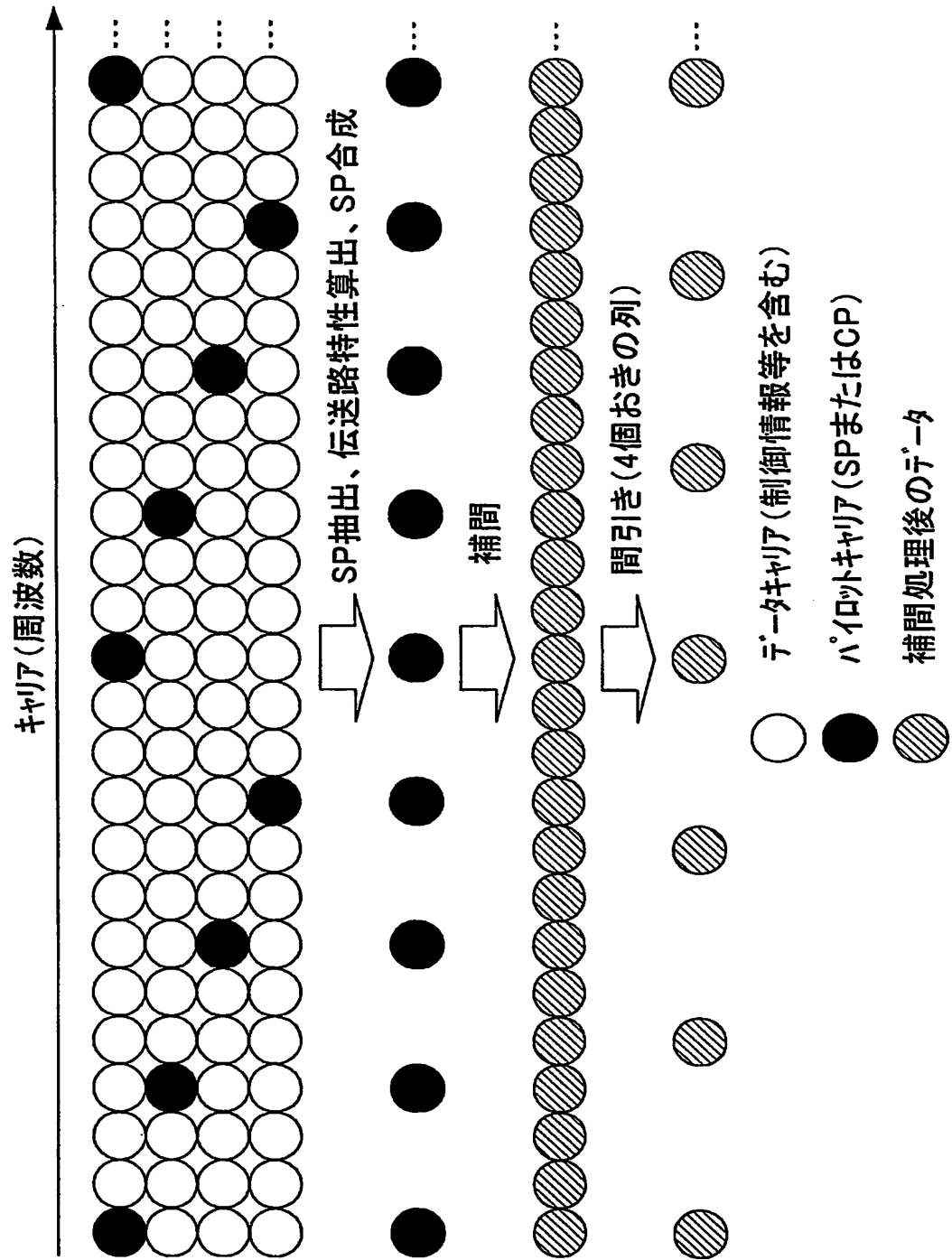
【図 7】



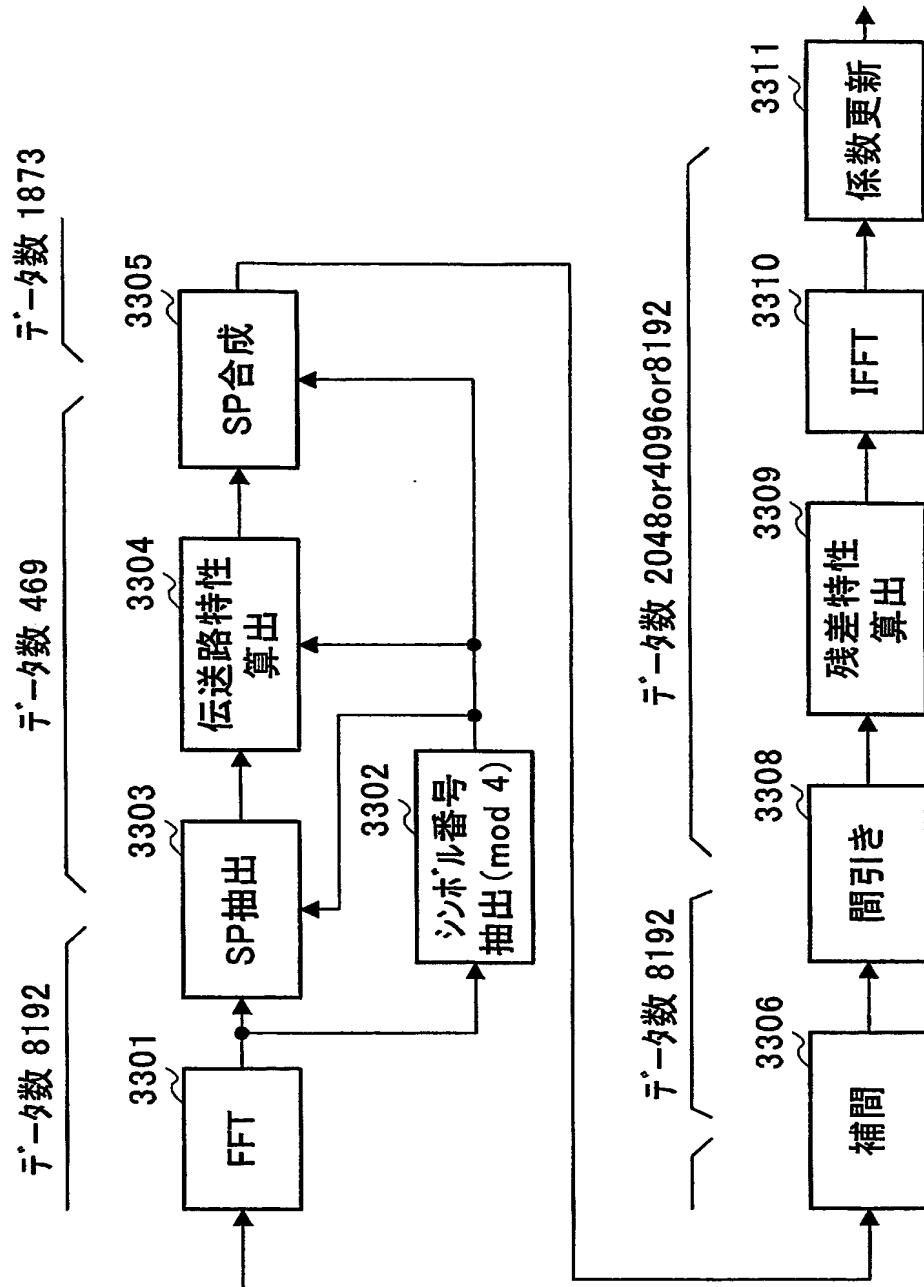
【図 8】



【図 9】



【図 10】



【書類名】 要約書**【要約】**

【課題】 地上デジタル放送において放送波中継 S F N（単一周波数ネットワーク）を実現する中継放送所に設置され、O F D M（直交周波数分割多重）信号から推定した伝送路特性を用いて回り込みをキャンセルする回り込みキャンセラにおいて、回り込み波や親局波の位相やレベルの時間変動に追従する適応動作を高速、高精度に行うことと、装置を小型にすることを目的とする。

【解決手段】 伝送路特性推定部のデータ点数を限定し、帯域全体への拡張を補間によらず周波数領域での 0 挿入と時間領域変換後の窓がけによって行うことによって、処理データ点数の減少で回り込みキャンセラの適応動作が高速になるため、回り込み波や親局波の位相やレベルの時間変動に対する高い追従性を実現し、内部での処理がより高精度になるため、高精度なキャンセル動作を行い、回路規模が小さくなるため、装置の小型を実現するという有利な効果が得られる。

【選択図】 図 2

特願 2 0 0 3 - 3 4 3 4 1 2

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号

[0 0 0 0 0 5 8 2 1]

1. 変更年月日

1 9 9 0 年 8 月 2 8 日

[変更理由]

新規登録

住 所

大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地

氏 名

松下電器産業株式会社